




**Current sensor working in accordance with the compensation principle**

**Patent number:** DE19919602  
**Publication date:** 2000-11-30  
**Inventor:** LENHARD FRIEDRICH (DE); SCHAEFER STEFAN (DE); MOURICK PAUL (DE)  
**Applicant:** VACUUMSCHMELZE GMBH (DE); SEMIKRON ELEKTRONIK GMBH (DE)  
**Classification:**  
- international: G01R15/18  
- european: G01R15/18C  
**Application number:** DE19991019602 19990429  
**Priority number(s):** DE19991019602 19990429

**Also published as:**

 WO0067040 (A1)  
 EP1173774 (A1)  
 US6713999 (B1)

**Report a data error here**

Abstract not available for DE19919602

Abstract of corresponding document: **US6713999**

A current sensor (1) is provided with low-pass filters (17 and 18) for stabilizing the pulse-duration modulated compensation signal. The current sensor is also provided with an additional RC element (40). Furthermore, a limiting means consisting of Zener diodes (44) and an ohmic resistance (45) is provided for suppressing fast current transients.

---

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

**BEST AVAILABLE COPY**



19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

12 **Offenlegungsschrift**  
10 **DE 199 19 602 A 1**

51 Int. Cl.<sup>7</sup>:  
**G 01 R 15/18**

21 Aktenzeichen: 199 19 602.8  
22 Anmeldetag: 29. 4. 1999  
43 Offenlegungstag: 30. 11. 2000

DE 199 19 602 A 1

71 Anmelder:  
Vacuumschmelze GmbH, 63450 Hanau, DE;  
Semikron Elektronik GmbH, 90431 Nürnberg, DE

74 Vertreter:  
Patentanwälte Westphal, Mussnug & Partner,  
78048 Villingen-Schwenningen

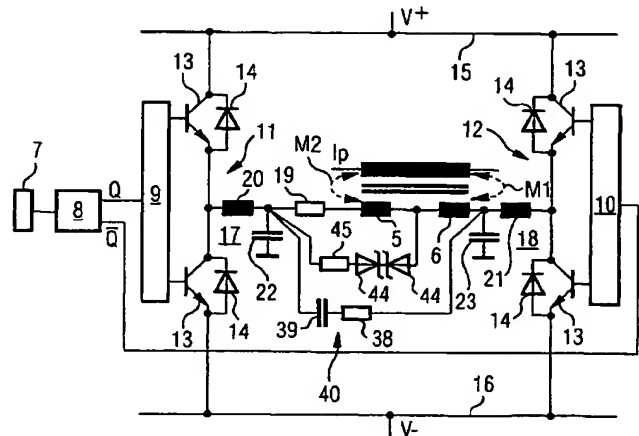
72 Erfinder:  
Lenhard, Friedrich, 63452 Hanau, DE; Schäfer,  
Stefan, 55452 Rüsselsheim, DE; Mourick, Paul,  
90766 Fürth, DE

56 Entgegenhaltungen:  
DE 197 05 767 A1  
DE 196 42 472 A1  
DE 196 18 115 A1  
EP 7 42 440 A2  
WO 98 16 839

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

- 54 Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip  
57 Ein Stromsensor 1 weist zur Stabilisierung Tiefpaßfilter 17 und 18 auf sowie ein weiteres RC-Glied 39. Ferner ist zur Unterdrückung von schnellen Stromtransienten ein von Zenerdioden 43 und einem ohmschen Widerstand 44 gebildetes Begrenzungsmittel vorgesehen.



DE 199 19 602 A 1

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip mit einer vom zu messendem Strom durchflossenen Primärwicklung, die ein Magnetfeld erzeugt, das durch einen in einer Sekundärwicklung fließenden Kompensationsstrom kompensierbar ist, und mit vom Magnetfeld beeinflussten Sensormitteln, denen eine Treiberschaltung nachgeschaltet ist, die in Reihe mit einem Abschlußwiderstand geschaltete Sekundärwicklung mit einem pulsbreitenmodulierten Kompensationssignal beaufschlagt.

Ein derartiger Stromsensor ist aus der DE-A-197 05 767 bekannt. Der bekannte Stromsensor weist einen Komparator auf, der an einem Komparatoreingang mit dem vom Sensormittel gelieferten Meßsignal und an einem anderen Komparatoreingang mit einer von einem Spannungsgenerator erzeugten Sägezahnspannung beaufschlagt ist. Der Komparator steuert zwei Gegentaktendstufen an, zwischen denen in Brückenschaltung der Abschlußwiderstand sowie die Sekundärwicklung geschaltet sind.

Ein Nachteil des bekannten Stromsensors ist, daß aufgrund des Frequenzgangs der Treiberschaltung nur Primärströme bis zu einer bestimmten oberen Grenzfrequenz erfaßbar sind. Denn bei Frequenzen des Primärstroms oberhalb der Grenzfrequenz kann der Stromsensor den Änderungen des Primärstroms nicht länger folgen, so daß über den Abschlußwiderstand keine Spannung abfällt, obwohl ein Primärstrom durch die Primärwicklung fließt.

Ausgehend von diesem Stand der Technik liegt der Erfindung die Aufgabe zugrunde, einen Stromsensor zu schaffen, der auch bei hohen Primärstromfrequenzen einsetzbar ist.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß das pulsbreitenmodulierte Kompensationssignal Taktfrequenzen oberhalb einer Wandlergrenzfrequenz aufweist, wobei der Frequenzgang der Treiberschaltung bei vorhandenen zu messenden Strom einen messbaren Spannungsabfall über den Abschlußwiderstand gewährleistet.

Die Erfindung nutzt somit die Tatsache aus, daß der Stromsensor bei hohen Primärstromfrequenzen als Stromwandler arbeitet. Denn bei hohen Primärstromfrequenzen wird das anregende Magnetfeld zunehmend durch die aufgrund der induzierten Gegenspannung in der Sekundärwicklung fließenden Sekundärströme kompensiert. Die aufgrund des Wandlerverhaltens durch die Sekundärwicklung fließenden Sekundärströme haben ebenfalls einen Spannungsabfall am Abschlußwiderstand zur Folge. Die am Abschlußwiderstand aufgrund des Wandlerverhaltens auftretende Spannung macht sich dabei umso stärker bemerkbar je höher die Frequenz des Primärstroms ist, um oberhalb einer Wandlergrenzfrequenz sich einem oberen Grenzwert anzunähern. Damit nun der Stromsensor gemäß der Erfindung unabhängig von der Primärstromfrequenz einsetzbar ist, ist dafür zu sorgen, daß auch im Frequenzbereich zwischen Wandlerverhalten und Sensorverhalten keine Lücke entsteht, in der die Spannung am Abschlußwiderstand wesentlich abfällt. Dies wird insbesondere dadurch erreicht, daß die Taktfrequenzen des pulsbreitenmodulierten Kompensationssignals oberhalb der Wandlergrenzfrequenz liegen und daß der Frequenzgang der Treiberschaltung, insbesondere deren obere Grenzfrequenz, auch im Frequenzbereich zwischen Sensorverhalten und Wandlerverhalten einen meßbaren Spannungsabfall über dem Abschlußwiderstand gewährleistet. Beide Maßnahmen zusammen stellen sicher, daß auch in einem Übergangsbereich zwischen Sensorverhalten und Wandlerverhalten ein meßbarer Spannungsabfall über dem Abschlußwiderstand auftritt.

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen und Ausführungsbeispiele sind Gegenstand der abhängigen Ansprüche.

Nachfolgend werden Ausführungsbeispiele der Erfindung im einzelnen anhand der beigefügten Zeichnung erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 die Schaltung eines Stromsensors mit zwei Gegentaktendstufen zwischen denen ein Abschlußwiderstand und die Sekundärwicklung in Reihe mit Tiefpaßfiltern in Brückenschaltung angeordnet sind;

Fig. 2 ein Diagramm, das den Frequenzgang der über den Abschlußwiderstand abfallenden Spannung in Abhängigkeit von der Primärstromfrequenz zeigt;

Fig. 3 ein Ersatzschaltbild für die Brückenschaltung aus Fig. 1;

Fig. 4 ein Diagramm, das den Frequenzgang der Spannungsamplitude und der Phase bei dem Ersatzschaltbild aus Fig. 3 darstellt;

Fig. 5 eine Schaltung eines Stromsensors, bei dem die durch die Tiefpaßfilter hervorgerufene Resonanzüberhöhung durch ein RC-Glied gedämpft ist;

Fig. 6 ein Diagramm, das den Frequenzgang und die Amplitude der Brückenschaltung aus Fig. 5 darstellt;

Fig. 7 eine schematische Darstellung, die die unterschiedliche Kopplung zwischen Primärwicklung und Sekundärspulen veranschaulicht; und

Fig. 8 ein weiterer Stromsensor, bei dem Spannungsüberhöhungen zwischen den Sekundärspulen durch Begrenzungsmittel begrenzt sind.

Fig. 1 zeigt einen Stromsensor 1 mit einer vom zu messenden Primärstrom  $I_p$  durchflossenen Primärwicklung 2, die über einen Magnetkern 3 an zwei die Sekundärwicklung 4 bildende Sekundärspulen 5 und 6 gekoppelt sind. Die magnetische Kopplung zwischen der Primärwicklung 2 und den Sekundärspulen 5 und 6 ist jeweils durch die gestrichelten Pfeile M1 und M2 veranschaulicht. Der magnetische Fluß im Magnetkern 3 wird von einem Magnetfeldsensor 7 erfaßt, der einen Signalgenerator 8 zum Erzeugen von pulsbreitenmodulierten Treibersignalen Q und  $\bar{Q}$  beaufschlagt. Die Treibersignale Q und  $\bar{Q}$  werden Endstufenschaltungen 9 und 10 zugeführt, die jeweils zwei Gegentaktendstufen 11 und 12 bildende Transistoren 13 ansteuern. Durch die Umsetzung des Meßsignals des Magnetfeldsensors 7 in die pulsbreitenmodulierten Kompensationssignale, werden die Verluste in den Gegentaktendstufen 11 und 12 minimiert. Die Leistungstransistoren 13 sind jeweils von Freilaufdioden 14 überbrückt und unmittelbar an Versorgungsleitungen 15 und 16 angeschlossen. In Brückenschaltung zwischen den Gegentaktendstufen 11 und 12 sind jeweils Tiefpaßfilter 17 und 18, ein Abschlußwiderstand 19, sowie die Sekundärspulen 5 und 6 angeordnet. Die Tiefpaßfilter 17 und 18 umfassen jeweils Spulen 20 und 21 mit nachgeschaltetem, mit Masse verbundenen Kondensatoren 22 und 23.

Die Funktion des Stromsensors 1 wird nunmehr anhand Fig. 2 erläutert.

Fig. 2 stellt den Frequenzgang verschiedener am Abschlußwiderstand 19 abfallender Spannungskomponenten in Abhängigkeit von der Frequenz des Primärstroms  $I_p$  dar. Eine Wandlerkennlinie 24 stellt die Frequenzabhängigkeit derjenigen Spannungskomponente dar, die aufgrund des Wandlerverhaltens des Stromsensors 1 am Abschlußwiderstand 19 abfällt. Da mit zunehmender Frequenz des Primärstroms  $I_p$  das erregende Magnetfeld durch den aufgrund der induzierten Gegenspannung in den Sekundärspulen 5 und 6 fließenden Sekundärstrom immer stärker kompensiert wird, fällt am Abschlußwiderstand 19 eine mit zunehmender Frequenz steigende Spannung ab. Wegen der mit größer werdenden Frequenz zunehmenden Kompensation des magnetischen Flusses durch den Strom in den Sekundärspulen 5 und 6 erreicht die durch das Wandlerverhalten hervorgerufene Spannungskomponente schließlich oberhalb einer

Wandlergrenzfrequenz 25 eine Maximalspannung 26.

Die Sensorkennlinie 27 in Fig. 2 veranschaulicht die Frequenzabhängigkeit derjenigen am Abschlußwiderstand 19 abfallenden Spannungskomponente, die durch das Sensorverhalten des Stromsensors 1 hervorgerufen wird. Bis zu einer Sensorgrenzfrequenz 28 ist diese Spannungskomponente im wesentlichen konstant, um dann oberhalb der Sensorgrenzfrequenz 28 bedingt durch den Frequenzgang der vom Signalgenerator 8, den Endstufenschaltungen 9 und 10 sowie den Gegentakstendstufen 11 und 12 gebildeten Treiberschaltung abzufallen. Damit bei jeder Frequenz des Primärstrom  $I_p$  am Abschlußwiderstand 19 eine Spannung abfällt, ist es notwendig, das Auftreten einer Lücke im Übergangsbereich zwischen Wandlerverhalten und Sensorverhalten zu vermeiden. Deshalb sollen Taktfrequenzen 29 der pulsbreitenmodulierten Kompensationssignale Q und  $\bar{Q}$  möglichst oberhalb der Wandlergrenzfrequenz 25 liegen. Ein möglicher Bereich der Taktfrequenzen 29 ist in Fig. 2 durch einen Pfeil 30 veranschaulicht. Auch die Sensorgrenzfrequenz 28 liegt vorzugsweise oberhalb der Wandlergrenzfrequenz 25. Wenn jedoch ein Einbruch der am Abschlußwiderstand 19 abfallenden Meßspannung in Kauf genommen wird, kann die Sensorgrenzfrequenz 28 auch unterhalb der Wandlergrenzfrequenz 25 liegen. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Sensorgrenzfrequenz 28 nicht so niedrig ist, daß die Meßspannung am Abschlußwiderstand 19 derart stark einbricht, daß zwischen Wandlerverhalten und Sensorverhalten eine Lücke im Frequenzgang der Meßspannung entsteht.

Üblicherweise wird die am Abschlußwiderstand 19 abfallende Meßspannung mit Hilfe eines an den beiden Enden des Abschlußwiderstands 19 angeschlossenen Differenzverstärkers gemessen. Wenn nun der Frequenzgang der Treiberschaltung, die von dem Signalgenerator 8, den Endstufenschaltungen 9 und 10 sowie den Gegentakstendstufen 11 und 12 gebildet ist, eine Sensorgrenzfrequenz 28 aufweist, die über den Taktfrequenzen 29 liegt, und wenn die Tiefpaßfilter 17 und 18 nicht vorhanden sind, liegt an den Eingängen des Differenzverstärkers über dem Abschlußwiderstand 19 eine Gleichtaktspannung mit einem Spannungshub gleich der Spannungsdifferenz der Versorgungsspannungen und einer Frequenz gleich der Taktfrequenz 29 an. Typischerweise würde dann der Differenzverstärker über dem Abschlußwiderstand 19 mit einer Gleichtaktspannung von  $\pm 15$  Volt bei einer Frequenz von 400 kHz belastet. Die Gleichtaktunterdrückung üblicher Operationsverstärker ist mit einer derartigen Gleichtaktbelastung überfordert.

Es ist deshalb zweckmäßig, die Sensorgrenzfrequenz 28 auf Werte unterhalb der Taktfrequenz 29 zu legen. Somit ergibt sich der in Fig. 2 durch einen Pfeil 31 angedeutete bevorzugte Bereich für die Sensorgrenzfrequenz 28.

Die Sensorgrenzfrequenz 28 läßt sich beispielsweise durch die in Fig. 1 dargestellten Tiefpaßfilter 17 und 18 wirksam zu kleinen Werten hin verschieben. Dies wird in der Schaltung nach Fig. 1 durch die Tiefpaßfilter 17 und 18 mit den Spulen 20 und 21 sowie den Kondensatoren 22 und 23 bewerkstelligt. Typische Werte für die Induktivitäten der Spulen 20 und 21 und für die Kapazitäten der Kondensatoren 22 und 23 sind 68 bis 100  $\mu\text{H}$  und 100 nF. Ein Nachteil der Schaltung aus Fig. 1 ist, daß die verwendeten Tiefpaßfilter 17 und 18 eine ausgeprägte Phasenverschiebung aufweisen. Dadurch kann eine nicht erwünschte Mitkoppelung über den Kreis Magnetfeldsensor 7, Signalgenerator 8, Endstufenschaltung 9 und 10, Gegentakstendstufe 11 und 12, Sekundärwicklung 4, Magnetfeldsensor 7 entstehen, weshalb die Schaltung frei mit einer Frequenz, die der Resonanzfrequenz der Tiefpaßfilter 17 und 18 entspricht, schwingen kann.

Dieser Sachverhalt wird nun näher anhand der Fig. 3 und 4 erläutert.

Fig. 3 zeigt ein Ersatzschaltbild für die aus den Tiefpaßfiltern 17 und 18, dem Abschlußwiderstand 19 und der Sekundärwicklung 4 gebildete Brückenschaltung. Dabei ist die Spule 20 des Tiefpaßfilters 17 durch eine Filterinduktivität 32, eine Filterkapazität 33 und einen Filterwiderstand 34 dargestellt. Entsprechend ist die Sekundärwicklung 4 durch eine Wicklungsinduktivität 35, eine Wicklungskapazität 36 und einen Wicklungswiderstand 37 dargestellt. In Fig. 3 gestrichelt eingezeichnet ist ferner ein von einem Widerstand 38 und einer Kapazität 39 gebildetes RC-Glied 40, auf das nachfolgend näher eingegangen wird.

In Fig. 4 ist die Phase 41 und die Spannungsamplitude 42 der Meßspannung  $U_{Rb}$  über dem Abschlußwiderstand 19 in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen. Der erste Phasensprung um  $+180^\circ$  wird durch die Wicklungskapazität 36 zusammen mit der Wicklungsinduktivität 35 erzeugt und ist von untergeordneter Bedeutung. Der zweite Phasensprung um  $-180^\circ$  wird durch das Tiefpaßfilter 17 bewirkt und erzeugt auf der Resonanzfrequenz eine Amplitudenüberhöhung, auf der der Stromsensor 1 schwingen kann.

Für die Simulation wurden folgende Werte verwendet: Die Filterinduktivität 32, die Filterkapazität 33 und der Filterwiderstand 34 wurden jeweils auf die Werte 220  $\mu\text{H}$ , 10 pF und 0,5 Ohm gesetzt. Für die Wicklungsinduktivität 35, die Wicklungskapazität 36 und den Wicklungswiderstand 37 wurden schließlich die Werte 1 H, 50 pF und 40 Ohm gewählt.

In Fig. 5 ist die Resonanzüberhöhung beim zweiten Phasensprung durch das in Fig. 3 gestrichelt eingezeichnete RC-Glied 40 gedämpft worden. Typische Werte für den Widerstand 38 und die Kapazität 39 sind 65  $\Omega$  und 200 nF. Wie aus Fig. 6 hervorgeht, wird durch das zusätzliche RC-Glied 40 die Güte der Resonanz verringert und damit die Amplitudenüberhöhung beim zweiten Phasensprung reduziert, so daß die 0 dB-Linie nicht mehr erreicht wird. Demzufolge treten in diesem Fall keine Schwingungen mehr auf.

Bei einem abgewandelten, nicht dargestellten Ausführungsbeispiel wird die Reduzierung der Resonanzüberhöhung durch einen zum Tiefpaßfilter 17 und 18 parallel geschalteten Widerstand bewirkt. Dieser parallel geschaltete Widerstand kann ebenfalls den Stromsensor 1 stabilisieren. Aber dafür würden die Filtereigenschaften der Tiefpaßfilter 17 und 18 verschlechtert werden.

Ein weiteres Problem im Zusammenhang mit hohen Frequenzen des Primärstroms  $I_p$  ist die Möglichkeit schneller Transienten des Primärstroms  $I_p$ . Dies ist insbesondere dann von Bedeutung, wenn die Sekundärwicklung 4 in beispielsweise die beiden Sekundärspulen 5 und 6 aufgeteilt ist. Üblicherweise ist die magnetische Kopplung zwischen der Primärwicklung 2 und den Sekundärspulen 5 und 6 aufgrund des mechanischen Aufbaus des Stromsensors 1 und der Anordnung der Primärwicklung 2 bezüglich der Sekundärspulen 5 und 6 unterschiedlich. In Fig. 7 ist ein derartiger Fall dargestellt. In diesem Fall ist die Primärwicklung 2 ein drahtförmiger Leiter 43, der im Bogen durch die innere Öffnung des ringförmigen Magnetkerns 3 geführt ist. In dem in Fig. 7 dargestellten Fall koppelt der drahtförmige Leiter 43 besser mit der Sekundärspule 5 als mit der Sekundärspule 6.

Dies hat zur Folge, daß bei einer schnellen Transiente des Primärstroms  $I_p$ , d. h. bei großen  $dI_p/dt$  am Mittelpunkt zwischen den beiden Sekundärspulen 5 und 6 eine außerordentlich hohe Spannung auftritt. Dies kommt daher, daß beim Stromanstieg durch die unterschiedliche magnetische Kopplung M1 und M2 in den Sekundärspulen 5 und 6 unterschiedliche Sekundärströme angeregt werden. Da die Sekundärspule 5 und die Sekundärspule 6 in Reihe geschaltet

sind, sind unterschiedliche Sekundärströme nur dann möglich, wenn an der Verbindung zwischen beiden Sekundärspulen 5 und 6 eine Überspannung erzeugt wird. Diese Überspannung kann leicht mehrere Kilovolt erreichen und führt zumindest zum Durchschlag der Wicklungsisolation der Sekundärspulen 5 und 6. Es ist deshalb wichtig, diese Überspannungen zu begrenzen.

Die Begrenzung der Überspannung ist bei dem in Fig. 8 dargestellten Ausführungsbeispiel durch ein paar in Reihe geschaltete, in Gegenrichtung gepolte Zenerdioden 44 bewerkstelligt, die zusammen mit einem Ohmschen Widerstand 45 parallel zum Abschlußwiderstand 19 und zur Sekundärspule 6 geschaltet sind. Typischerweise liegt die Durchbruchspannung der Zenerdiode 44 bei 390 V. Damit die Begrenzungsschaltung bei niedrigem  $dI_p/dt$  nicht wirksam wird, ist es von Vorteil, wenn die Durchbruchspannungen der Zenerdioden 44 möglichst hoch gewählt werden. Durch diese Begrenzungsschaltung fließen bei Überspannungen über den Abschlußwiderstand 19 zusätzliche Ströme. Das Meßergebnis am Abschlußwiderstand 19 wird dadurch geringfügig beeinflusst. Allerdings geschieht dies nur bei hohen  $dI_p/dt$  von beispielsweise über 100 A/ $\mu$ s. Solch schnelle Transienten treten im allgemeinen jedoch nur bei Kurzschlußströmen auf. In diesen Fällen ist jedoch keine hohe Genauigkeit bei der Messung des Primärstroms  $I_p$  erforderlich.

Durch den Ohmschen Widerstand 44 wird die Überspannung weniger hart begrenzt. Bei einem Wert für den Ohmschen Widerstand von 1 k $\Omega$  wird die Zeitdauer der Überspannung auf 10  $\mu$ s begrenzt.

Zweckmäßigerweise wird die Begrenzungsschaltung über diejenige der beiden Sekundärspulen 5 und 6 gelegt, die am stärksten an die Primärwicklung 2 gekoppelt ist. Es ist jedoch auch möglich, zusätzlich zu der in Fig. 8 dargestellten Begrenzungsschaltung eine weitere entsprechende Begrenzungsschaltung über die Sekundärspule 6 vorzusehen. In gleicher Weise ist es möglich, den Widerstand 45 nicht mit dem Tiefpaßfilter 17, sondern mit Masse zu verbinden. Bei dieser Lösung fließen die Begrenzungsströme jedoch nicht über den Abschlußwiderstand 19 und werden deshalb nicht erfaßt.

Abschließend sei angemerkt, daß die hier vorgestellten Prinzipien und Maßnahmen auch für Stromsensoren mit nur einer Treiberendstufe gelten. Beispielsweise ist es möglich, bei den in den Fig. 1, 5 und 8 dargestellten Ausführungsbeispielen die Gegentaktendstufe 11 sowie das Tiefpaßfilter 14 entfallen zu lassen und ein Ende des Abschlußwiderstands 19 mit Masse zu verbinden.

#### Patentansprüche

1. Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip mit einer vom zu messenden Strom durchflossenen Primärwicklung (2), die ein Magnetfeld erzeugt, das durch einen in einer Sekundärwicklung (4) fließenden Kompensationsstrom kompensierbar ist, und mit vom Magnetfeld beeinflussten Sensormitteln (7), denen eine Treiberschaltung (8 bis 12) nachgeschaltet ist, die die in Reihe mit einem Abschlußwiderstand (19) geschaltete Sekundärwicklung (4) mit einem pulsbreitenmodulierten Kompensationssignal beaufschlagt, **dadurch gekennzeichnet**, daß das pulsbreitenmodulierte Kompensationssignal Taktfrequenzen oberhalb einer Wandlergrenzfrequenz (25) aufweist, wobei der Frequenzgang der Treiberschaltung (8 bis 12) bei vorhandenen zu messenden Strom einen messbaren Spannungsabfall über den Abschlußwiderstand (19) gewährleistet.
2. Stromsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,

zeichnet, daß das pulsbreitenmodulierte Kompensationssignal durch eine der Treiberschaltung (8 bis 12) nachgeschaltete Tiefpaßfilteranordnung (17, 18) mit einer Filtergrenzfrequenz oberhalb der Wandlergrenzfrequenz (25) und unterhalb der Taktfrequenzen (29) geglättet ist.

3. Stromsensor nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Tiefpaßfilteranordnung (17, 18) von Induktivitäten (20, 21) und Kapazitäten (22, 23) gebildet ist.

4. Stromsensor nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Resonanzüberhöhung der Tiefpaßfilteranordnung (17, 18) durch ein RC-Glied (40) gedämpft ist.

5. Stromsensor nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß das RC-Glied (40) parallel zur Sekundärwicklung (4) und zum Abschlußwiderstand (19) geschaltet ist.

6. Stromsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Sekundärwicklung (4) in eine Vielzahl von Sekundärspulen (5, 6) unterteilt ist, wobei zwischen den Sekundärspulen (5, 6) auftretende Überspannungen durch Begrenzungsmittel (44, 45) begrenzt sind.

7. Stromsensor nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Begrenzungsmittel in Reihe geschaltete, gegensätzlich gepolte Zenerdioden (44) sind, die parallel zu den Sekundärspulen (5, 6) geschaltet sind.

8. Stromsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Treiberschaltung wenigstens eine Gegentaktendstufe (11, 12) aufweist.

9. Stromsensor nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß der Abschlußwiderstand (19) und die Sekundärwicklung (4) in Brückenschaltung zwischen zwei Gegentaktendstufen (11, 12) geschaltet sind.

---

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

---

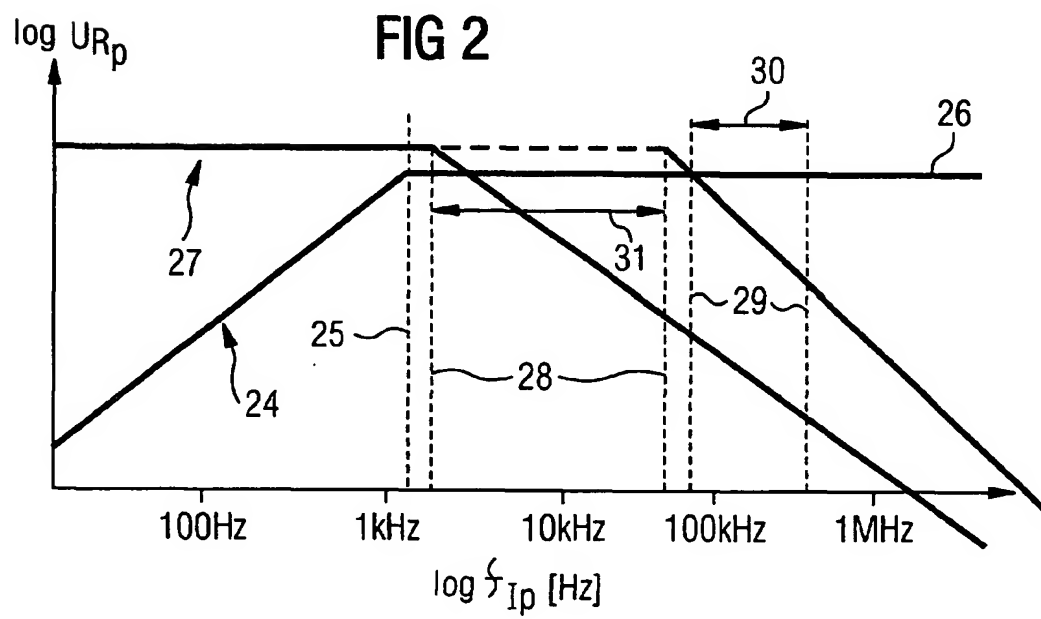
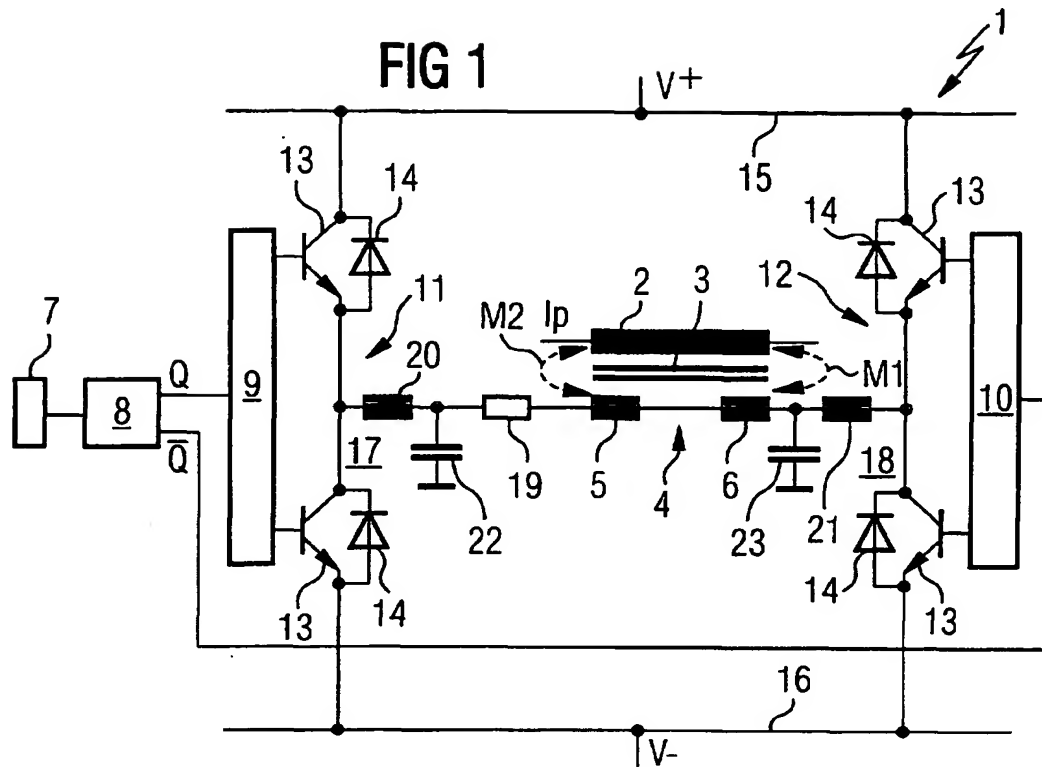


FIG 3

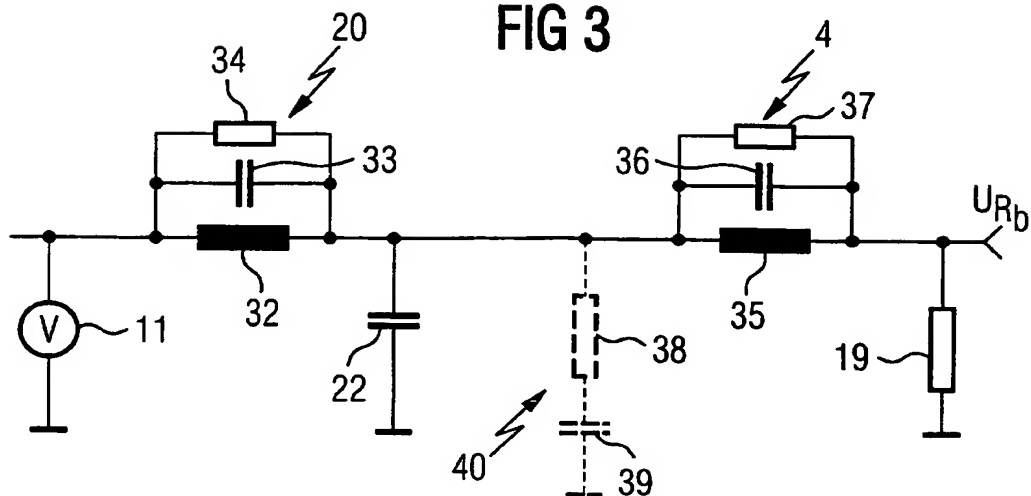


FIG 4

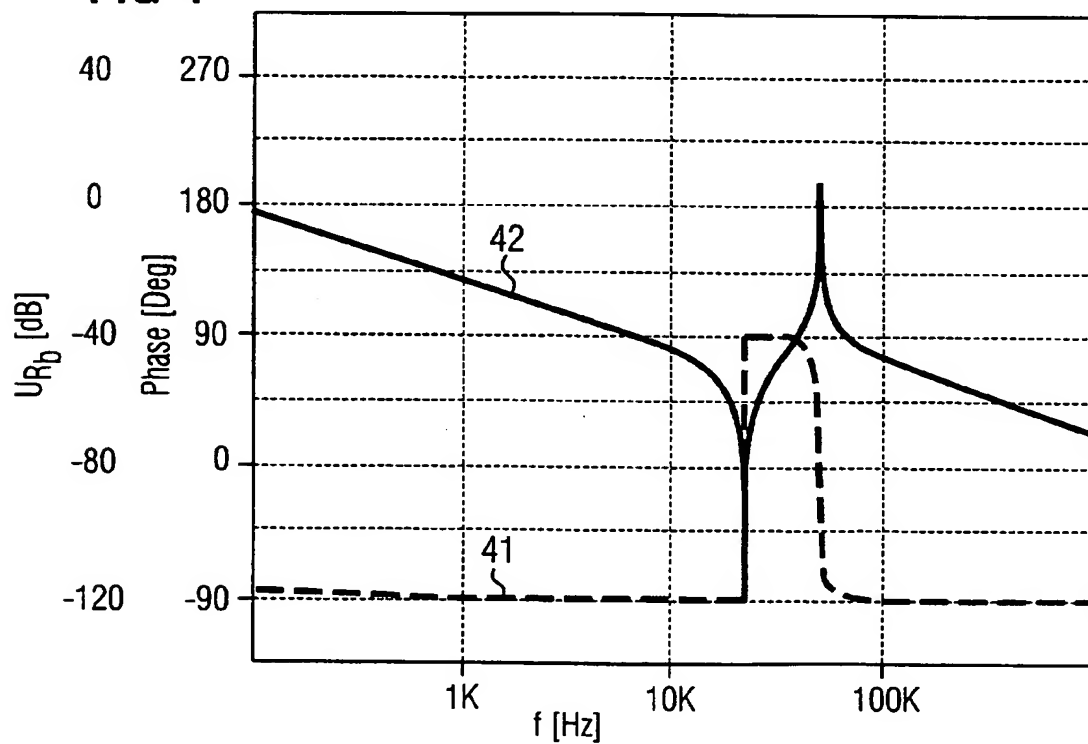


FIG 5

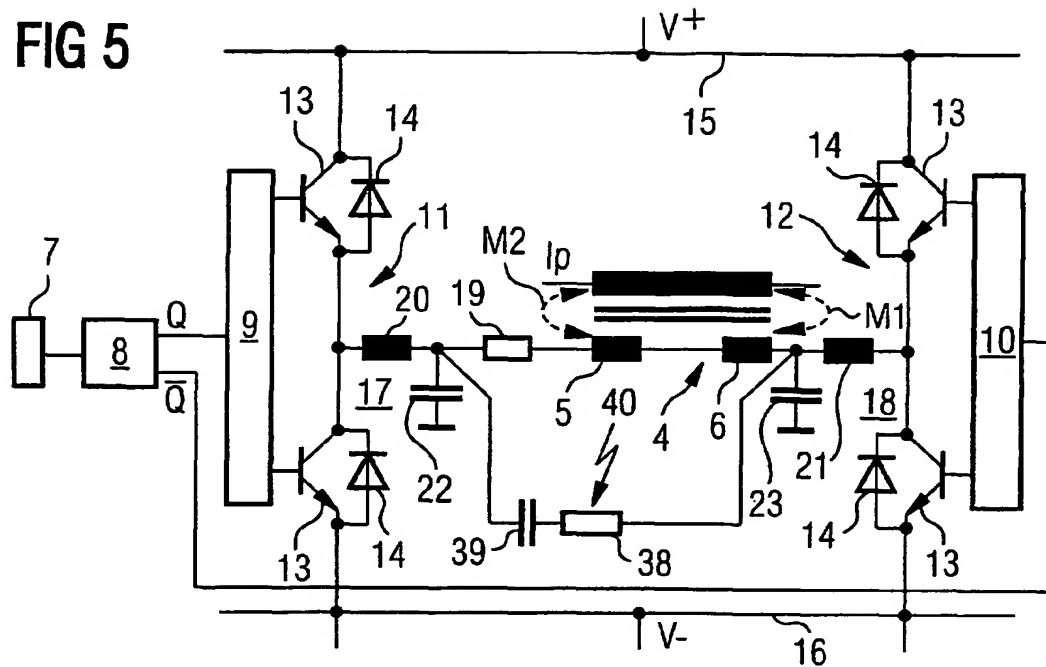


FIG 6

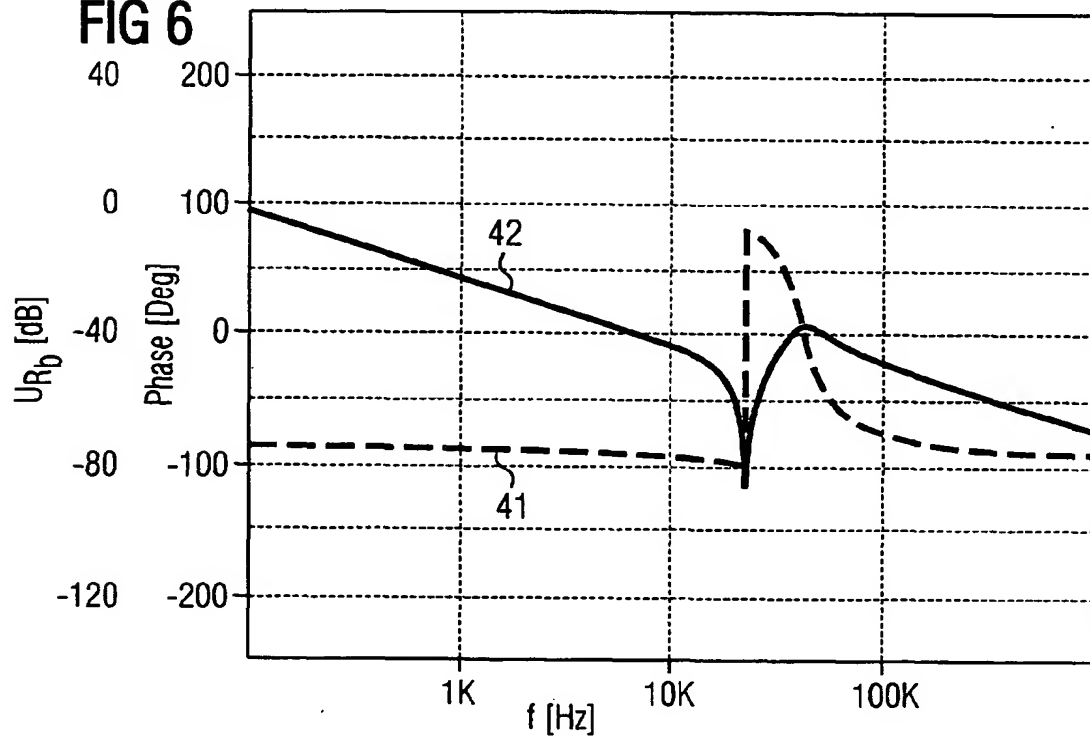




FIG 7

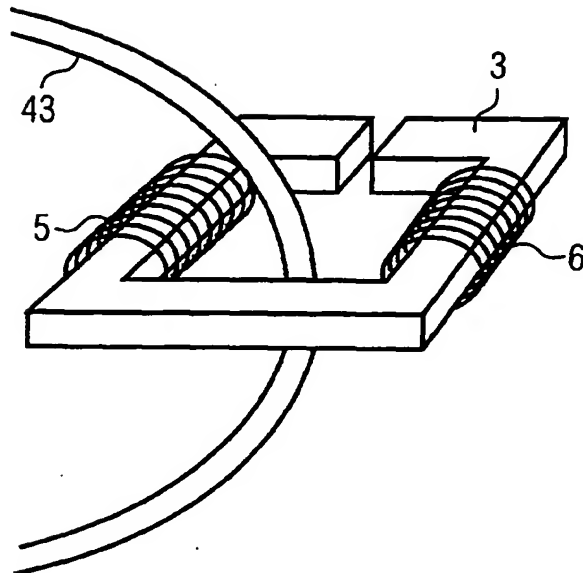
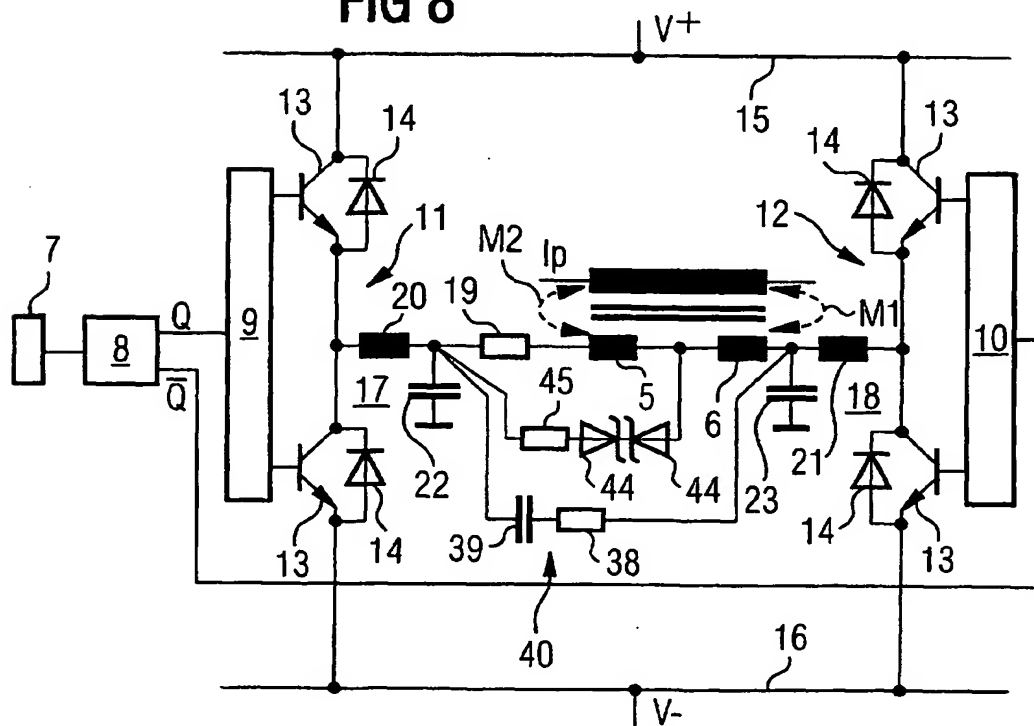


FIG 8



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**